



多用户对多中继双向通信系统中继选择与功率分配策略^{*}

楼思嘉^{1,2}, 杨龙祥^{1,2}

(1. 南京邮电大学 南京 210003; 2. 江苏省无线通信重点实验室 南京 210003)

摘 要: 针对多用户对多中继双向通信系统, 提出了一种中继选择与功率分配联合算法, 目的是改进系统的误码率性能和降低系统的运算复杂度。所提出的新型联合算法为每对用户节点选择出最佳中继, 最佳中继将接收到的信息进行网络编码后向所有节点广播, 联合算法也对每个节点的发送功率进行分配。建立了新型联合算法下系统的误码率闭合表达式, 并验证了解析分析的正确性。结果表明, 与传统的等功率发送算法相比, 本文的联合算法可以获得更好的误码率性能。

关键词: 多用户对多中继双向信道; 解码前传; 中继选择; 功率分配; 端到端误比特率

doi: 10.3969/j.issn.1000-0801.2014.01.008

Joint Relay Assignment and Power Allocation in Multi-Pairs Multi-Relays Two-Way Decode-and-Forward Network

Lou Sijia^{1,2}, Yang Longxiang^{1,2}

(1. Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China;

2. Wireless Communications Key Lab of Jiangsu Province, Nanjing 210003, China)

Abstract: A joint power allocation and relay assignment algorithm for multi-pairs multi-relays two-way cooperative networks to improve system performance and decrease computation complexity was proposed. The proposed algorithm select best relays for each pair, then the selected relays use network coding to assist users exchanging signals. Meanwhile, this algorithm allocates power between all nodes participated in transmission under the total transmit power constraint. The expressions of bit error rate (BER) were derived in closed-form, and were verified by simulation. Numerical result shows that it has a performance improvement compared to the conventional equal power allocation scheme.

Key words: multi-pairs multi-relays two-way channel, decode-and-forward, relay assignment, power allocation, end-to-end bit error rate

1 引言

网络编码中的双向中继通信近年来受到广泛关注。Ahlswede R 等提出的网络编码在网络节点上不采用传统

的接收—转发方式, 网络节点先对接收到的信号进行编码处理, 然后再进行发送, 网络容量、频谱效率、稳健性和抗干扰能力等性能指标得到改进^[1]。双向中继通信中的中间节点同时接收两端发送的信息, 通过线性运算得到混合信

^{*} 国家重点基础研究发展计划(“973”计划)基金资助项目(No.2013CB329104), 国家自然科学基金资助项目(No.61071090, No.61171093), 国家科技重大专项基金资助项目(No.2011ZX03005-004-003), 江苏“973”计划基金资助项目(No.BK2011027), 江苏省自然科学基金重点资助项目(No.11KJA510001), 江苏省研究生科研创新计划基金资助项目(No.CXLX11_0404)

息(多址接入(MA)阶段),再向两端广播,两端通过解码得到对方发送的信息(广播(BC)阶段),从而极大地提高了系统的频谱效率^[2]。具有代表性的双向中继方案有解码前传(DF)和放大前传(AF)^[3,4]。DF方案中的中继先解码接收到的信息,然后再进行编码和转发;而AF方案中的中继直接对接收到的信息进行线性叠加运算,之后再发送。DF中继转发需要使用3个时隙,而AF中继转发仅需要2个时隙,因此AF方案下的系统具有更好的频谱效率,但要求网络中各个发送端需要知道所有的瞬时信道状态信息,这可以通过信道估计实现,但增加了系统的复杂度。

中继选择和功率分配是提升双向中继系统性能的重要手段。参考文献[5]中的系统有多个候选中继,其中瞬时信道增益高于门限值的中继均参与转发,需要假定所有的协作节点完全同步。参考文献[6]提出根据端到端的加权传输速率选择最佳中继。参考文献[7]提出了一种双向机会中继网络中简单的分布式中继选择方案,该方案能够减少节点间的信息交换,降低网络复杂度,但性能有所损失。参考文献[8]提出最大化双向中继系统中的最小接收信噪比的max-min中继选择方案。参考文献[9]提出了AF中继网络中基于平均信道增益的发送功率分配策略,使得中断概率的下界最小,这种方法仅需要知道信道增益的统计平均值,不需要知道每次发送时的瞬时信道状态信息。参考文献[10]研究了双向DF中继网络数据速率均衡条件下,使传输总速率最大的功率分配方案。参考文献[11]研究了双向AF网络中不同中继节点转发时,系统中中断概率最小时各个节点上的功率分配,并通过比较不同中继转发的中断概率选出最优中继,这个方法可以保证系统性能最优,但每个节点的运算量很大。

max-min中继选择方案在多发送对多中继通信网络中得到广泛采用^[12-14]。参考文献[12,13]提出了两种中继选择方案,一种是列出所有发送对和中继的排列组合,采用max-min方法选取最优中继排列,使得系统性能最优;另一种是在所有排列组合的一个子集中选取最优的一组,虽然损失了部分系统性能,但大大降低了运算复杂度。参考文献[12]中的模型采用双向DF中继系统,参考文献[13]中的模型采用单向AF中继,并在源和目的端之间存在直连的通信系统。参考文献[14]采用顺序统计量的加权和得到的最优中继组合,实现多发送对多中继通信网络,与参考文献[12,13]中的第一种方案存在同样的弊端,系统的运算复杂度随着发送对和中继个数的增加而呈指数上升。

基于上述已有研究成果,针对多用户对双向通信系统,研究中继选择和功率分配联合算法,提出了系统误码率最小时各节点的发送功率分配算法,解决了已有算法运算复杂度低引起的系统性能下降问题。本文研究的双向通信系统采用解码前传协议,分配发送功率时仅需要知道对应信道的平均信道增益,不需要知道每次发送时的瞬时信道增益。笔者通过推导得出多用户对多中继网络中联合算法的误比特率闭合表达式,方便后续研究。

2 系统模型

双向通信系统由 m 对用户和 n 个待选中继组成, $m < n$,每对用户从待选中继中挑选性能最好的中继协助信息交换,系统组成如图1所示。该系统中不同用户对通过时间、频率均互相正交的子信道通信,因此用户对之间没有互干扰。所有节点均装备单天线,采用半双工通信,发送信号均使用二进制相移键控(BPSK)调制。假定系统中存在中央控制器已知所有链路的信道状态信息,用户仅接收中央控制器发送的功率分配参数和参与协作通信的中继编号,不需要知道信道状态信息。为了便于表达,将图1中中继左边的节点表示为源节点(S_i),右边的节点表示为目的节点(D_i)。

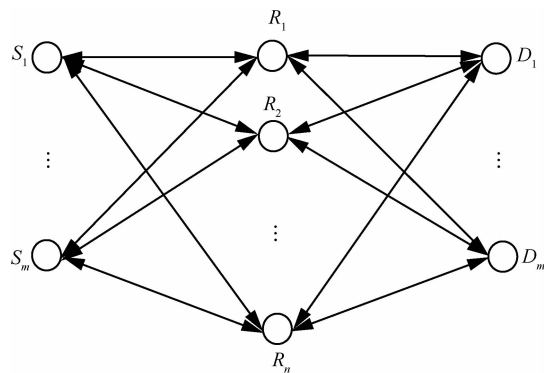


图1 系统模型

双向中继通信分为3个时隙完成:第1个时隙, m 个源节点同时向中继发送各自的信息;第2个时隙, m 个目的节点同时向中继发送各自的信息,这两个时隙是多址接入阶段,中央控制器采用max-min方法选择前两个时隙中性能最优的 m 个中继分别为 m 个用户提供服务;被选出的中继将前面接收到的信息解码并做异或运算,在第3个时隙向所有节点广播。

假设所有信道为频率非选择性平坦瑞利衰落,令 h_{SR_i} 、 h_{DR_i} 、 h_{RS_i} 、 h_{RD_i} 分别表示 S_i-R_i 、 D_i-R_i 、 R_i-S_i 、 R_i-D_i 之间的瞬时信道增益,瑞利子信道为独立不同分布。为了运算方便,系



统采用半对称系统,平均信道增益为:

$$\begin{cases} E[h_{S_i R_j}^2] = E[h_{R_j S_i}^2] = \delta_{S_i R_j}^2 \\ E[h_{D_i R_j}^2] = E[h_{R_j D_i}^2] = \delta_{D_i R_j}^2 \end{cases} \quad (1)$$

设 S_i 发送的信号为 x_{S_i} , D_i 发送的信号为 x_{D_i} , 前两个时隙中继 j 接收到的信号分别为:

$$\begin{cases} y_{S_i R_j} = \sqrt{\rho_{S_i}} h_{S_i R_j} x_{S_i} + n_{S_i R_j} \\ y_{D_i R_j} = \sqrt{\rho_{D_i}} h_{D_i R_j} x_{D_i} + n_{D_i R_j} \end{cases} \quad (2)$$

其中, ρ_{S_i}, ρ_{D_i} 表示节点 S_i, D_i 的发送功率, $n_{S_i R_j}, n_{D_i R_j}$ 是均值为 0、功率谱密度为 N_0 的加性高斯白噪声。中继采用最大似然检测方法,从两端接收到的信号分别解码为:

$$\begin{cases} \hat{x}_{S_i R_j} = \text{sign}(\text{Re}\{y_{S_i R_j} \times h_{S_i R_j}^*\}) \\ \hat{x}_{D_i R_j} = \text{sign}(\text{Re}\{y_{D_i R_j} \times h_{D_i R_j}^*\}) \end{cases} \quad (3)$$

中继将检测到的信号做异或运算, $x_{R_j} = \hat{x}_{S_i R_j} \otimes \hat{x}_{D_i R_j}$, 并在第 3 时隙向所有节点广播。节点 S_i 和 D_i 接收到的信号分别为:

$$\begin{cases} y_{R_j S_i} = \sqrt{\rho_{R_j}} h_{R_j S_i} x_{R_j} + n_{R_j S_i} \\ y_{R_j D_i} = \sqrt{\rho_{R_j}} h_{R_j D_i} x_{R_j} + n_{R_j D_i} \end{cases} \quad (4)$$

其中, ρ_{R_j} 是第 j 个中继的发送功率, $n_{S_i R_j}, n_{D_i R_j}$ 是均值为 0、功率谱密度为 N_0 的加性高斯白噪声。为了计算简便,加性高斯白噪声的功率谱密度假定为 1。

节点 S_i 和 D_i 分别通过最大似然方法解码得到接收到的信号,得到:

$$\begin{cases} \hat{x}_{S_i} = \text{sign}(\text{Re}\{-x_{S_i} y_{R_j S_i} h_{R_j S_i}^*\}) \\ \hat{x}_{D_i} = \text{sign}(\text{Re}\{-x_{D_i} y_{R_j D_i} h_{R_j D_i}^*\}) \end{cases} \quad (5)$$

3 误比特率性能

对提出的功率分配和中继选择联合算法的误比特率性能进行分析。首先,研究总功率一定时单个双向子信道各节点的功率分配,再将结果扩展到多用户对多中继场景中研究中继选择和功率分配联合方案的平均误比特率性能,并建立平均误比特率的闭合表达式。

3.1 单个双向子信道的发送功率分配

在传统单个双向 DF 通信系统中,源、中继和目的节点的发送功率相等,假设均为 ρ ,双向网络的总发送功率即 $3\rho(\rho_S = \rho_D = \rho_R = \rho)$,功率分配算法就是在总功率不变的条件下分配给各节点合适的发送功率,从而降低子信道的误比特率。设定 MA 和 BC 阶段分配到的功率分别为 ρ_{MA}, ρ_{BC} ,且

$\rho_{MA} + \rho_{BC} = 3\rho$ 。首先研究 MA 阶段节点 S, D 的发送功率分配。令 ρ_S, ρ_D 分别表示源和目的节点的发送功率, $\rho_{MA} = \rho_S + \rho_D$ 。

有如下两种情况会导致 MA 阶段中继处通过异或运算生成的信号出错: S-R 信道发生误码, D-R 信道不发生误码; S-R 信道不发生误码, D-R 信道发生误码。如果两端到中继的信号均正确接收或错误接收,异或运算得到的信号均为正确的,从而可以得出中继处的误比特率为:

$$P_{e,R} = P_{e,SR}(1 - P_{e,DR}) + P_{e,DR}(1 - P_{e,SR}) \quad (6)$$

其中, $P_{e,SR}, P_{e,DR}$ 是 S-R、D-R 信道的误码率。

令 $\gamma_{SR} = \rho_S |h_{SR}|^2$, 则 γ_{SR} 遵循指数分布,且分布系数为 $\lambda_{SR} = \frac{1}{\rho_S \delta_{SR}^2}$, 因此 γ_{SR} 的概率密度函数为:

$$f_{\gamma_{SR}}(\gamma) = \lambda_{SR} \exp(-\lambda_{SR} \gamma) \quad (7)$$

γ_{SR} 的矩生成函数 (moment generating function, MGF) 计算如下:

$$M_{\gamma_{SR}}(s) = \int_0^{\infty} e^{-s\gamma} f_{\gamma_{SR}}(\gamma) d\gamma = \frac{\lambda_{SR}}{\lambda_{SR} + s} \quad (8)$$

平均误比特率可以对 MGF 积分^[15],得到:

$$P_{e,SR} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} M_{\gamma_S} \left(\frac{1}{\sin^2 \theta} \right) d\theta = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{\sin^2 \theta \lambda_S}{\sin^2 \theta \lambda_S + 1} d\theta \quad (9)$$

高信噪比时,误码率近似为:

$$P_{e,SR} \approx \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{\sin^2 \theta \lambda_S}{1} d\theta \approx \frac{\lambda_S}{4} = \frac{1}{4\rho_S \delta_{SR}^2} \quad (10)$$

同理可得 $P_{e,DR}, P_{e,RS}, P_{e,RD}$ 。

设 $\rho_S = \alpha \rho_{MA}$, $\rho_D = \beta \rho_{MA} = (1 - \alpha) \rho_{MA}$, 将 ρ_S, ρ_D 代入式(2)、式(3),可以得到中继转发信号的误比特率函数为:

$$\begin{aligned} P_{e,R} &= P_{e,SR}(1 - P_{e,DR}) + P_{e,DR}(1 - P_{e,SR}) \\ &= P_{e,SR} + P_{e,DR} + o((\rho)^{-1}) \\ &\approx \frac{1}{4\alpha\rho_{MA}\delta_{SR}^2} + \frac{1}{4(1-\alpha)\rho_{MA}\delta_{RD}^2} \end{aligned} \quad (11)$$

为使误码率 $P_{e,R}$ 最小,令式(11)的导数为 0,通过运算得到:

$$\begin{cases} \alpha = \frac{|\delta_{RD}|}{|\delta_{SR}| + |\delta_{RD}|} \\ \beta = \frac{|\delta_{SR}|}{|\delta_{SR}| + |\delta_{RD}|} \end{cases} \quad (12)$$

代入式(2),得到中继处的错误概率 $P_{e,R}$ 为:

$$P_{e,R} = \frac{1}{4\alpha\rho_{MA}\delta_{SR}^2} + \frac{1}{4(1-\alpha)\rho_{MA}\delta_{RD}^2} = \frac{1}{4\rho_{MA}} \left(\frac{|\delta_{SR}| + |\delta_{RD}|}{|\delta_{SR}||\delta_{RD}|} \right)^2 \quad (13)$$

在 BC 阶段, 源或目的节点接收到信号错误的来源有两种: 中继转发的错误信号被源或目的节点正确接收; 中继转发的信号正确, 但中继到两端的传输出现错误。因此, 整个系统出现误码的概率可以表示为:

$$P_e = (1 - P_{e,R})(P_{e,RS} + P_{e,RD} - P_{e,RS}P_{e,RD}) + P_{e,R}(1 - P_{e,RS}P_{e,RD}) \quad (14)$$

将 $P_{e,RS}$ 、 $P_{e,RD}$ 、 $P_{e,R}$ 代入式(3), 得到:

$$P_e = P_{e,R} + P_{e,RS} + P_{e,RD} + o((\rho)^{-1}) \\ \approx \frac{1}{4\rho_{MA}} \left(\frac{|\delta_{SR}| + |\delta_{RD}|}{|\delta_{SR}||\delta_{RD}|} \right)^2 + \frac{1}{4\rho_{BC}\delta_{SR}^2} + \frac{1}{4\rho_{BC}\delta_{RD}^2} \quad (15)$$

假设中继节点分配到的发送功率与总功率的比值为 μ , 且有 $\rho_{MA} + \rho_{BC} = 3\rho$, 则 $\rho_{MA} = (3 - \mu)\rho$, $\rho_{BC} = \mu\rho$, 将 ρ_{MA} 、 ρ_{BC} 带入式(5)并令导数为 0, 经过运算, 得到使双向信道误码率 P_e 最小的功率分配系数 μ 为:

$$\mu = \frac{-(\delta_{SR}^2 + \delta_{RD}^2) + \sqrt{(\delta_{SR}^2 + \delta_{RD}^2)^2 + 2(\delta_{SR}^2 + \delta_{RD}^2)|\delta_{SR}||\delta_{RD}|}}{2|\delta_{SR}||\delta_{RD}|} \quad (16)$$

综上, 源节点、目的节点和中继节点的发送功率分别为:

$$\begin{cases} \rho_S = \omega_{SR}\rho = (3 - \mu)\alpha\rho \\ \rho_D = \omega_{DR}\rho = (3 - \mu)\beta\rho \\ \rho_R = \omega_{RS}\rho = \omega_{RD}\rho = \mu\rho \end{cases} \quad (17)$$

3.2 中继选择和功率分配联合算法

如果将多用户对多中继网络中的中继选择算法与上文提出的功率分配算法相结合, 则可以同时选出最优中继, 并获得最小的平均误比特率。按照这样的思路, 本文提出两类联合方案, 分别是基于全部中继选择(FSS)和部分中继选择(SSS)^[12]的中继选择和功率分配联合算法。

FSS 算法, 即 Brute-Force 算法, 列出系统中所有可能的中继排列, 选出其中性能最优的一组。选择的依据为用户节点与中继节点间的子信道瞬时信道增益 $\gamma_{S_iR_j}$ 、 $\gamma_{D_iR_j}$ 、 $\gamma_{R_jS_i}$ 、 $\gamma_{R_jD_i}$ ($i = 1, 2, \dots, m$, $j = 1, 2, \dots, n$), 其中 $\gamma_{AB} = \rho_{AB}|h_{AB}|^2$, 表 1 列出了 $m=3, n=4$ 时所有可能的中继排列组合。由于多跳通信系统中的端到端误比特率由系统中信道增益最小的链接主导^[12], 最优中继选择的目的是从所有可能的中继排列组合中选出最小信道增益最大的一组。

采用 Brute-Force 方法对 m 对用户和 n 个待选中继进行排列, 将会得到 $P_m^n = \frac{n!}{(n-m)!}$ 种不同的排列组合。假设

表 1 $m=3, n=4$ 时所有可能的中继排列组合

	组合 1	组合 2	组合 3
子集 1	R_1	R_2	R_3
	R_2	R_3	R_4
	R_3	R_4	R_1
	R_4	R_1	R_2
子集 2	R_1	R_3	R_2
	R_2	R_4	R_3
	R_3	R_1	R_4
	R_4	R_2	R_1
子集 3	R_1	R_2	R_4
	R_2	R_3	R_1
	R_3	R_4	R_2
	R_4	R_1	R_3
子集 4	R_1	R_4	R_2
	R_2	R_1	R_3
	R_3	R_2	R_4
	R_4	R_3	R_1
子集 5	R_1	R_3	R_4
	R_2	R_4	R_1
	R_3	R_1	R_2
	R_4	R_2	R_3
子集 6	R_1	R_4	R_3
	R_2	R_1	R_4
	R_3	R_2	R_1
	R_4	R_3	R_2

集合 Ψ 包含所有中继排列, Ψ 中的每一项表示一种中继排列组合形式, 由相应用户—中继组合的所有瞬时信道增益组成。对每个组合中增益最小的信道进行比较, 选出最小增益最大的一组作为最优的中继排列 (max-min 中继选择策略)^[16]。假设最优的中继排列序数为 k^* , 则有:

$$k^* = \arg \max_k \{ \gamma_{k, \min}, k = 1, 2, \dots, P_n^m \} \quad (18)$$

虽然 FSS 算法可以选出性能最优的中继, 但在 m 和 n 较大时, 采用的穷举法导致系统运算过于复杂。SSS 算法考虑特定的一部分中继排列, 损失一定的系统性能但能够大大降低选择算法的复杂度, 同时子集选择消除了不同中继排列间的相关性, 从而能够获得系统误码率的闭合表达式。



由于每个双向中继信道是互相独立的,可以根据第3.1节中的结论计算特定子信道中所有节点的发送功率。将信道平均增益 $\delta_{S_i R_j}^2$ 、 $\delta_{R_j D_i}^2$ 代入式(17),得到源节点、目的节点和中继处的发送功率分别为:

$$\begin{aligned}\rho_{S_i R_j} &= \omega_{S_i R_j} \rho = (3 - \mu_{i,j}) \alpha_{i,j} \rho = (3 - \mu_{i,j}) \frac{|\delta_{R_j D_i}|}{|\delta_{S_i R_j}| + |\delta_{R_j D_i}|} \rho \\ \rho_{D_i R_j} &= \omega_{D_i R_j} \rho = (3 - \mu_{i,j}) \beta_{i,j} \rho = (3 - \mu_{i,j}) \frac{|\delta_{S_i R_j}|}{|\delta_{S_i R_j}| + |\delta_{R_j D_i}|} \rho \\ \rho_{R_j S_i} &= \rho_{R_j D_i} = \omega_{R_j S_i} \rho = \omega_{R_j D_i} \rho = \mu_{i,j} \rho \quad (19) \\ \mu_{i,j} &= \frac{-(\delta_{S_i R_j}^2 + \delta_{R_j D_i}^2) + \sqrt{(\delta_{S_i R_j}^2 + \delta_{R_j D_i}^2)^2 + 2(\delta_{S_i R_j}^2 + \delta_{R_j D_i}^2) |\delta_{S_i R_j}| |\delta_{R_j D_i}|}}{2 |\delta_{S_i R_j}| |\delta_{R_j D_i}|} \quad (20)\end{aligned}$$

第 i 个子信道中 S_i - R 链路的信道增益 $\gamma_{S_i R}$ 的概率密度函数表示为^[17]:

$$\begin{aligned}f_{\gamma_{S_i R}}(\gamma) &= \sum_{j=1}^n \lambda_{S_i R_j} (\lambda_j - \lambda_{S_i R_j}) \exp(-\lambda_{S_i R_j} \gamma) \times \\ &\int_0^\gamma \left[\exp(-(\lambda_j - \lambda_{S_i R_j}) \theta) \prod_{m \neq j} (1 - \exp(-\lambda_m \theta)) \right] d\theta + \\ &\sum_{j=1}^n \left[\lambda_{S_i R_j} \exp(-\lambda_j \gamma) \prod_{m \neq j} (1 - \exp(-\lambda_m \gamma)) \right] \quad (21)\end{aligned}$$

其中, $\lambda_{S_i R_j} = \frac{1}{\rho_{S_i R_j} E |h_{S_i R_j}|^2} = \frac{1}{\rho_{S_i R_j} \delta_{S_i R_j}^2}$, 同理可得

$\lambda_{D_i R_j}$ 、 $\lambda_{R_j S_i}$ 、 $\lambda_{R_j D_i}$ 、 $\lambda_j = \sum_{i=1}^m (\lambda_{S_i R_j} + \lambda_{D_i R_j} + \lambda_{R_j S_i} + \lambda_{R_j D_i})$, 经过推导, 式(21)可以简化为:

$$\begin{aligned}f_{\gamma_{S_i R}}(\gamma) &= \sum_{j=1}^n \sum_{\tau \in T_j^n} \text{sign}(\tau) \frac{\lambda_{S_i R_j} (\lambda_j - \lambda_{S_i R_j})}{\lambda_j - \lambda_{S_i R_j} + \tau} \times \\ &\exp(-\lambda_{S_i R_j} \gamma) (1 - \exp(-(\lambda_j - \lambda_{S_i R_j} + \tau) \gamma)) + \\ &\sum_{j=1}^n \sum_{\tau \in T_j^n} \text{sign}(\tau) \lambda_{S_i R_j} \exp(-(\lambda_j + \tau) \gamma) \quad (22)\end{aligned}$$

其中, 集合 T_j^n 的元素由 $\prod_{m \neq j} (1 - \exp(-\lambda_m \theta))$ 展开并对逐项取对数得到, $\text{sign}(\tau)$ 对应展开式中每项系数的符号^[18]可表示为:

$$T_j^n = \left\{ \tau : \prod_{\substack{m=1 \\ m \neq j}}^n (1 - \exp(-\lambda_m \theta)) = \sum_{\tau \in T_j^n} \text{sign}(\tau) \exp(-\tau \gamma) \right\} \quad (23)$$

带入式(10)可计算 MGF, 得到:

$$\begin{aligned}M_{\gamma_{S_i R}}(s) &= \int_0^\infty \exp(-s\gamma) f_{\gamma_{S_i R}}(\gamma) d\gamma \\ &= \sum_{j=1}^n \sum_{\tau \in T_j^n} \text{sign}(\tau) \frac{\lambda_{S_i R_j} (\lambda_j - \lambda_{S_i R_j})}{\lambda_j - \lambda_{S_i R_j} + \tau} \left(\frac{1}{\lambda_{S_i R_j} + s} - \frac{1}{\lambda_j + \tau + s} \right) + \\ &\sum_{j=1}^n \sum_{\tau \in T_j^n} \text{sign}(\tau) \frac{\lambda_{S_i R_j}}{\lambda_j + \tau + s} \quad (24)\end{aligned}$$

经过推导, 得出源节点 i 和最优中继 j 间的平均误比特率表达式为:

$$\begin{aligned}P_{e, S_i R} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} M_{\gamma_{S_i R}} \left(\frac{1}{\sin^2 \theta} \right) d\theta \\ &= \sum_{j=1}^n \sum_{\tau \in T_j^n} \text{sign}(\tau) \frac{\lambda_{S_i R_j} (\lambda_j - \lambda_{S_i R_j})}{\lambda_j - \lambda_{S_i R_j} + \tau} \times \\ &\left(\frac{1}{\lambda_{S_i R_j}} I \left(\frac{1}{\lambda_{S_i R_j}} \right) - \frac{1}{\lambda_j + \tau} I \left(\frac{1}{\lambda_j + \tau} \right) \right) + \\ &\sum_{j=1}^n \sum_{\tau \in T_j^n} \text{sign}(\tau) \frac{\lambda_{S_i R_j}}{\lambda_j + \tau} I \left(\frac{1}{\lambda_j + \tau} \right) \quad (25)\end{aligned}$$

其中, $I(c) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + c} d\theta = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{c}{1+c}} \right)$ ^[14]。

同理可得 $P_{e, D_i R}$ 、 $P_{e, R S_i}$ 、 $P_{e, R D_i}$ 。随后将 $P_{e, S_i R}$ 、 $P_{e, D_i R}$ 、 $P_{e, R S_i}$ 、 $P_{e, R D_i}$ 代入式(2)和式(4), 可以获得第 i 对用户双向通信系统的误码率 $P_{e, i}$ 。

4 仿真结果

用仿真结果验证第3节推导出的误比特率表达式, 并基于仿真结果, 分析中继选择和功率分配联合算法带来的性能增益。仿真系统由2个用户对和3个待选中继组成, 采用BPSK的方式发送信号。

图2、图3分别比较了4种情况下取值不同时的比特误码性能, 4种情况分别为: 无功功率分配部分中继选择、无功功率分配全部中继选择、部分中继选择和功率分配联合算法、全部中继选择和功率分配联合算法。可以看出, 功率分配策略加入后, 不同中继选择方案的误码性能均有所提升, 部分中继选择方案中的性能提升更明显。仿真结果显示, 有无功率分配对误比特率曲线斜率无影响, 两种算法具有相同的分集度, 即本文提出的联合算法能达到全分集, 与参考文献[12]得到的结论一致。同时, 理论值曲线与仿真结果重合, 验证了上文推导出的平均误比特率表达式。

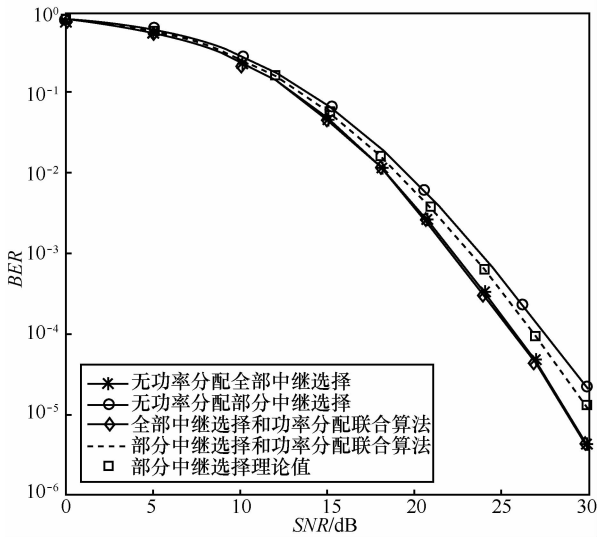
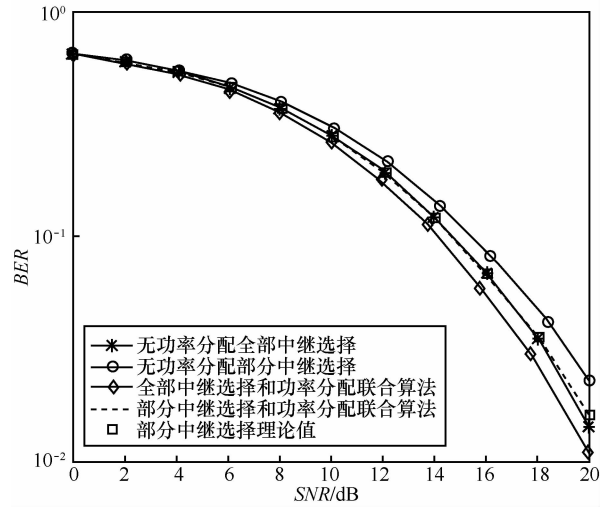
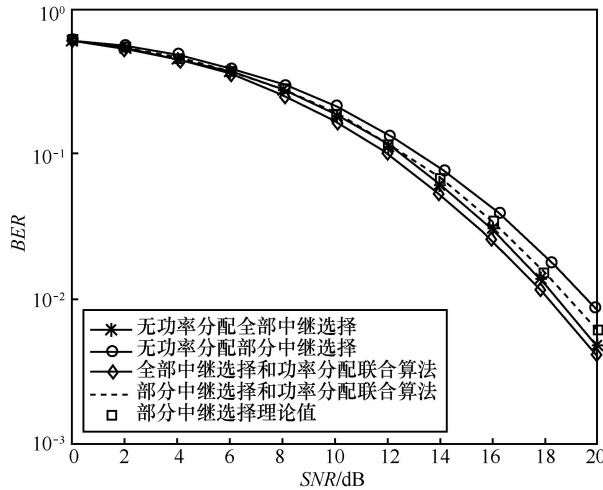

 图 2 $\delta_{S_i R_j}^2 = 1$ 、 $\delta_{R_i D_i}^2 = 0.25$ 时的系统误码率性能

 图 3 $\delta_{S_i R_j}^2 = 1$ 、 $\delta_{R_i D_i}^2 = 0.01$ 时的系统误码率性能


图 4 非对称信道功率分配的误码率性能

图 3 中, 假定目的节点与中继之间的信道遭遇深衰落, 即 $\delta_{S_i R_j}^2 = 1$, $\delta_{R_i D_i}^2 = \frac{1}{16}$ 。在高信噪比区间, 发送功率分配能提升整个系统超过 1 dB 的比特误码性能, 并且部分中继选择与发送功率分配联合算法能提供与等发送功率全部中继选择相近的比特误码性能, 补偿了部分中继选择算法在降低系统运算复杂度同时造成的性能下降。

当通信信道为非对称子信道时, 即每个源(目的)节点与中继之间的平均信道增益不同, 如图 4 所示, 平均信道增益分别为 $\delta_{S_1 R_1}^2 = 1$, $\delta_{S_1 R_2}^2 = \frac{1}{16}$, $\delta_{S_1 R_3}^2 = 1$, $\delta_{S_2 R_1}^2 = \frac{1}{4}$, $\delta_{S_2 R_2}^2 = \frac{1}{16}$, $\delta_{S_2 R_3}^2 = 1$, $\delta_{R_1 D_1}^2 = \frac{1}{4}$, $\delta_{R_1 D_2}^2 = 1$, $\delta_{R_1 D_3}^2 = \frac{1}{9}$, $\delta_{R_2 D_1}^2 =$

$\frac{1}{12}$, $\delta_{R_2 D_2}^2 = 1$, $\delta_{R_2 D_3}^2 = \frac{1}{3}$, 功率分配仍能为系统性能提供明显的增益, 并且仿真结果与通过表达式计算得到的理论值相符。

5 结束语

本文针对多发送对多中继双向解码前传中继网络, 提出了一种中继选择和功率分配联合算法, 并建立了端到端误比特率性能解析分析方法和封闭解。首先, 在单中继场景下, 采用最大化接收信噪比的方法计算源、中继和目的节点的发送功率分配系数; 然后分析多发送对多中继网络中联合算法对误码率性能的增益, 通过推导得出平均误码率的闭合表达式; 最后, 通过仿真验证解析分析的正确性。



本文提出的中继选择和发送功率分配联合算法能明显地改善误码率性能。当中继与两端节点的信道衰落差异较大时,功率分配和子集中继选择的联合能够获得近似全集中继选择的性能,在保持性能不变的同时大大降低了系统的运算复杂度。

参考文献

- 1 Ahlswede R, Cai N, Li S Y R, *et al.* Network information flow. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2000 (7): 1204~1216
- 2 Rankov B, Wittneben A. Spectral efficient signaling for half duplex relay channels. *Proceedings of Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computing*, Pacific Grove, CA, 2005: 1066~1071
- 3 Wu Y, Chou P A, Kung S Y. Information exchange in wireless networks with network coding and physical-layer broadcast. *Proceedings of CISS*, Baltimore, MD, USA, 2005
- 4 Zhang S, Liew S, Lam P. Physical layer network coding. *Proceedings of ACM Mobicom*, Log Angeles, CA, USA, 2006
- 5 Luo J, Blum R S, Cimini L J, *et al.* Decode-and-forward cooperative diversity with power allocation in wireless networks. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2007, 6 (3): 793~799
- 6 Hyadi A, Benjillali M, Alouini M. Outage performance of two-way DF relaying systems with a new relay selection metric. *Proceedings of IEEE WCNC: PHY and Fundamentals*, Paris, France, 2012
- 7 Li E Y, Yang S Z. Simple relay selection criterion for general two-way opportunistic relaying networks. *Electronics Letters*, 2012, 48(14): 881~882
- 8 Upadhyay P K, Prakriya S. Performance bounds for analog network coding based two-way relaying with multiuser selection diversity. *Proceedings of IEEE WCNC: MAC*, Paris, France, 2012
- 9 Seddik K G, Sadek A K, Su W F, *et al.* Outage analysis and optimal power allocation for multi-node relay networks. *IEEE Signal Processing Letters*, 2007, 14(6): 377~380
- 10 Pischella M, Ruyet D L. Optimal power allocation for the two-way relay channel with data rate fairness. *IEEE Communications Letters*, 2011, 15(9): 959~961
- 11 Ren Z, Chang Y Y, Zhang Y L, *et al.* Outage probability of joint relay selection and power allocation for two-way relay networks over Rayleigh fading channels. *Proceedings of Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, Yokohama, Japan, May 2012
- 12 Zhang X, Ghrayeb A, Hasna M. On relay assignment in network coded cooperative systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2011, 10(3): 868~876
- 13 Zhang X, Ghrayeb A, Hasna M. Performance analysis of relay assignment schemes for cooperative networks with multiple source-destination pairs. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2012, 11(1): 166~177
- 14 Jalil A M, Meghdadi V, Ghrayeb A. A simple optimal solution for relay assignment in cooperative systems based on the max-min criterion. *Proceedings of IEEE 22nd International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 2011*, Toronto, ON, Canada, Sep 2011
- 15 Simon M K, Alouini M. *Digital Communication over Fading Channels*. John Wiley & Sons, 2000
- 16 Ahmed I, Nasri A, Michalopoulos D S. Relay subset selection and fair power allocation for best and partial relay selection in generic noise and interference. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2012, 11(5): 1828~1839
- 17 Peng C, Zhang Q, Zhao M, *et al.* SNCC: a selective network coded cooperation scheme in wireless networks. *Proceedings of IEEE ICC*, Glasgow, Scotland, 2007
- 18 Eng T, Kong N, Milstein L B. Comparison of diversity combining techniques for Rayleigh-fading channels. *IEEE Transactions on Communications*, 1996, 44(9): 1117~1129

[作者简介]



楼思嘉,男,南京邮电大学博士研究生,主要研究方向为网络编码与协作通信中的性能分析和优化。



杨龙祥,男,博士后,南京邮电大学教授、博士生导师,主要研究方向为无线网络编码设计和性能分析、协同分集中的协同方案及 4G 和 LTE 移动通信系统的关键技术。

(收稿日期:2013-09-27)